

INTRODUÇÃO AO CONVERSOR DAB MONOFÁSICO

Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins
Federal University of Santa Catarina, Power Electronic Institute, Brazil.
walbermark@inep.ufsc.br
denizar@inep.ufsc.br

Resumo – A diversificação de fontes geradoras de energia elétrica e a inserção cada vez maior da eletrônica de potência nos sistemas elétricos têm incentivado a pesquisa de conversores que apresentem bidirecionalidade de energia, grande densidade de potência, fácil controle e implementação, modularidade, etc. Diversos conversores atendem a essas especificações; todavia, o conversor DAB (Dual Active Bridge) tem recebido uma atenção especial da comunidade científica, pois apresenta robustez e isolamento galvânico entre as fontes, dentre outras vantagens. Dessa maneira, este artigo tem o intuito de apresentar, de forma sucinta, clara e objetiva, o referido conversor, destacando-se as relações matemáticas relevantes para o entendimento da estrutura e suas principais formas de onda. O presente trabalho também discerne sobre os procedimentos de projeto do conversor, empregando a teoria do gyrator. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para validar as análises da topologia.

Palavras-Chave – Conversor DAB, Gyrator, Modelo Equivalente.

INTRODUCTION TO SINGLE PHASE DAB CONVERTER

Abstract - The diversification of energy sources and increasing integration of power electronics in power systems has encouraged the search by power electronics converters that have bidirectional power, high density, easy control, easy design, modularity etc. Several converters meet these specifications; however, the DAB converter (Dual Active Bridge) has received special attention from the scientific community. This converter presents robustness and isolation between the sources, among other advantages. Thus, this paper aims to present in a succinct, clear and objective way, this converter, it emphasizes the relevant mathematical equations to the understanding of the structure and its principal waveforms. This work also discerns about the steps of the converter design using the gyrator theory. Simulation and experimental results are presented to validate the structure analysis.

Keywords – DAB Converter, Gyrator, Equivalent Model.

Artigo submetido em 01/06/2013. Primeira revisão em 18/08/2013, segunda revisão em 25/10/2013. Aceito para publicação em 10/02/2014, por recomendação do Editor Henrique A. C. Braga.

NOMENCLATURA

cc	corrente alternada
ca	corrente contínua
DAB	Dual Active Bridge

I. INTRODUÇÃO

Microrredes, carros elétricos e outros sistemas de utilização da energia elétrica, cc ou ca, têm requerido cada vez mais conversores com alta densidade de potência e bidirecionalidade de energia.

Os conversores básicos (*Buck*, *Boost* e família) podem, sem grande esforço, apresentar essas características. Porém, nessa situação, o fluxo de potência passaria somente por uma chave, o que limita a potência processada por esses conversores. Assim, quando é requerido o processamento de energia (quer seja bidirecional ou não) em uma escala de potência razoável (geralmente acima de 1 kW), faz-se uso de outras estruturas de conversores estáticos.

Dentro desse contexto, tem recebido atenção o conversor DAB [1,2]. Este conversor, alvo de estudos e aplicações [3-5], possui algumas características que o tornam atrativo para ser utilizado em sistemas de energia elétrica ou em veículos elétricos, por exemplo.

Dessa forma, este trabalho tem como principal objetivo apresentar, de maneira simples e clara, o conversor DAB, destacando suas etapas de operação, principais equações matemáticas e projeto simplificado.

Para uma melhor exposição, o presente trabalho está dividido em seções. Na seção II, é apresentado o conversor DAB, destacando-se sua topologia, principais formas de onda, modulação e equacionamento. Na seção III, é mostrada uma metodologia de projeto para o conversor, baseado em sua característica de *gyrator* [4,11]. Finalmente, na seção IV, são inseridos os resultados de simulação e experimentais de um conversor DAB desenvolvido em laboratório.

II. O CONVERSOR DAB

A Figura 1 ilustra a estrutura básica do conversor DAB. Constitui-se de dois conversores ponte completa e ligados da forma *back-to-back* por meio de um transformador, geralmente de alta frequência. As saídas (lado cc) dos conversores são denominadas de portas; então, o conversor DAB possui duas portas. O transformador possibilita a isolamento galvânica e a adequação do nível de tensão entre as fontes e/ou cargas alocadas nas portas.

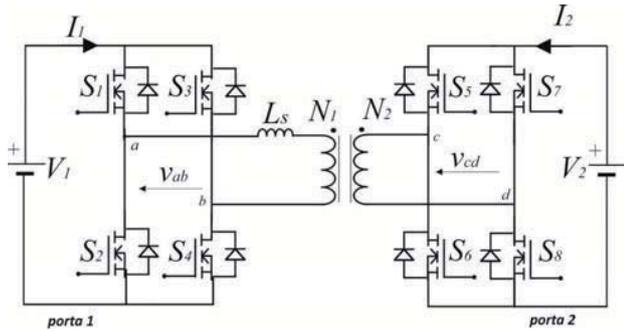


Fig. 1. Estrutura do conversor DAB.

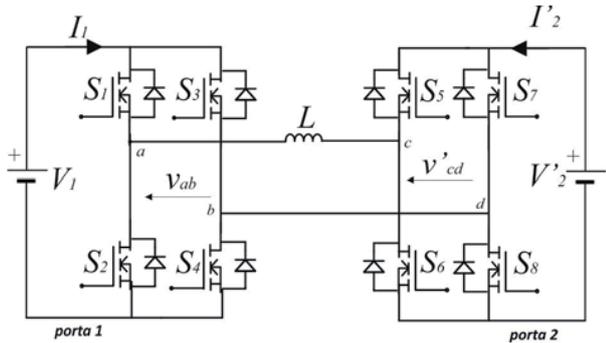


Fig. 2. Conversor DAB referenciado ao primário.

O fluxo de potência pode fluir entre as portas de forma totalmente bidirecional. Uma maneira mais simplificada de mostrar o conversor DAB, e que facilita as análises, é vista na Figura 2, onde todas as variáveis da porta 2 estão referenciadas para o lado primário do transformador, pelo conjunto de equações (1).

$$\begin{cases} V'_2 = V_2/a \\ v'_{cd} = v_{cd}/a \\ I'_2 = I_2 \cdot a \\ a = N_2/N_1 \end{cases} \quad (1)$$

A indutância L é o meio por onde flui o fluxo de potência. A mesma representa a soma entre a indutância série (L_s) e a indutância de dispersão ($l_{dispersão}$) do transformador, conforme mostrado em (2).

$$L = L_s + l_{dispersão} \quad (2)$$

A. Modulação e etapas de operação.

A modulação mais básica aplicada ao conversor DAB é a modulação a dois níveis. A Figura 3 mostra as principais formas de onda para essa modulação. Nesta figura destaca-se o ângulo de defasagem φ entre as tensões sob a indutância L . É esse ângulo que possibilita a transferência de potência entre as duas portas.

Apesar de não ter sua influência analisada no presente artigo, salienta-se que, na prática, deve haver um tempo morto entre as chaves do mesmo braço, para evitar curto-circuito de braço. O valor do tempo morto deve ser tal que garanta uma operação segura e não interfira no funcionamento do conversor.

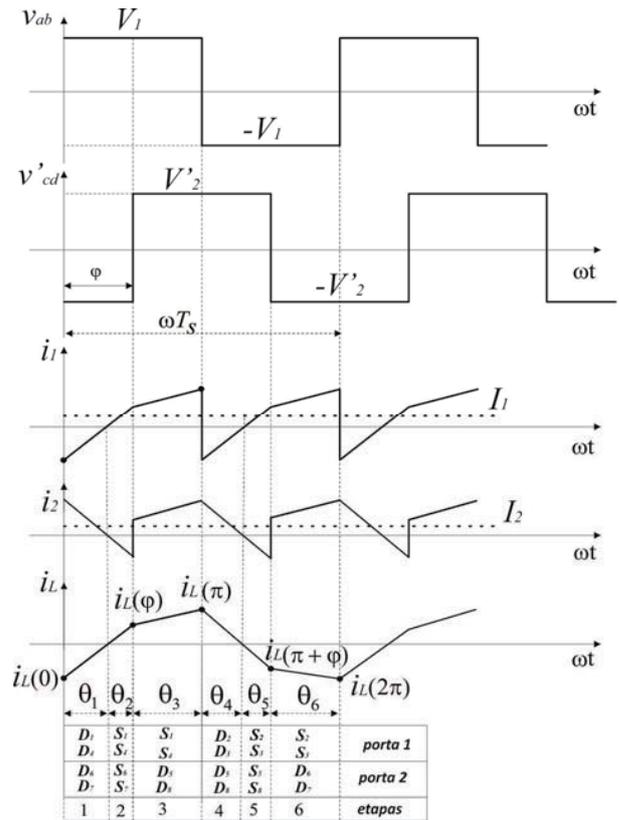


Fig. 3. Principais formas de ondas para modulação a dois níveis.

B. Etapas de operação.

Para a modulação a dois níveis, o conversor DAB apresenta 6 (seis) distintas etapas de operação mostradas na Figura 4. Com o objetivo de facilitar o entendimento das mesmas, será considerado que, em cada etapa, um conjunto de semicondutores (chaves e/ou diodos) conduz durante um intervalo angular θ_i , com $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$. Dessa forma, tem-se:

Etapa 1: esta etapa é caracterizada pela corrente não circular por nenhuma chave. Apenas os diodos D_1 , D_4 , D_6 e D_7 estão conduzindo. A corrente na indutância está partindo de um valor inicial $i_L(0)$, e decrescendo com uma taxa de variação dada por (3). Esta etapa termina quando $i_L = 0$ e os diodos entram em bloqueio.

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L} \right) \theta_1 \quad (3)$$

Etapa 2: esta etapa inicia-se com o bloqueio dos diodos e entrada em condução das chaves S_1 , S_4 , S_6 e S_7 que já estavam comandadas na etapa anterior. A corrente i_L agora está crescendo com a taxa de variação dada por (4). O final desta etapa ocorre com o comando de bloqueio de S_6 e S_7 e habilitação de condução de S_5 e S_8 .

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L} \right) \theta_2 \quad (4)$$

Etapa 3: a terceira etapa tem seu início quando S_6 e S_7 são bloqueados e S_5 e S_8 são comandados a conduzir. Contudo, não entram em condução, devido ao sentido da corrente na indutância, que força os diodos D_5 e D_8 a entrarem em condução. No início desta etapa, o ângulo de condução, contando desde a origem dos tempos, é igual ao ângulo de defasagem entre as tensões, ou seja: $\theta = \varphi$. Assim, a corrente na indutância assume o valor $i_L(\varphi)$. Neste instante, a taxa de variação da corrente na indutância é mais suave, sendo determinada por (5). Esta etapa termina com o bloqueio das chaves S_1 e S_4 .

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_1 - V'_2}{\omega L} \right) \theta_3 \quad (5)$$

Etapa 4: no início desta etapa, as chaves S_2 e S_3 são comandadas a conduzir, mas, devido ao sentido da corrente na indutância, os diodos D_2 e D_3 entram em condução. Preliminarmente, a corrente na indutância tem valor $i_L(\pi)$ e o ângulo de condução, a contar da origem dos tempos, é $\theta = \pi$. Nesta etapa, novamente nenhuma chave conduz e as duas pontes estão em roda livre. A corrente na indutância agora decresce com uma taxa de variação dada por (6). A etapa 4 termina quando a corrente na indutância se anula.

$$\Delta i_L = - \left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L} \right) \theta_4 \quad (6)$$

Etapa 5: a quinta etapa tem seu início com o bloqueio dos quatro diodos e entrada em condução das chaves S_2, S_3, S_5 e S_8 . A corrente i_L começa a crescer negativamente com uma taxa de variação dada por (7). A presente etapa é finalizada quando S_5 e S_8 são comandados a bloquear e S_6 e S_7 comandados a conduzir.

$$\Delta i_L = - \left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L} \right) \theta_5 \quad (7)$$

Etapa 6: esta etapa inicia-se com a entrada em condução dos diodos D_6 e D_7 , devido ao sentido da corrente i_L que, nesse instante, possui valor $i_L(\pi + \varphi) = -i_L(\varphi)$. A taxa de variação da corrente durante essa etapa é determinada por (8). O final desta etapa coincide com o período de chaveamento da estrutura, quando a corrente na indutância assume o valor $i_L(2\pi) = -i_L(\pi) = i_L(0)$.

$$\Delta i_L = - \left(\frac{V_1 - V'_2}{\omega L} \right) \theta_6 \quad (8)$$

C. Equacionamento básico.

Na Figura 3, verifica-se que, durante as etapas 1 e 2 (definidas aqui como trecho I), a corrente na indutância pode ser dada por (9).

$$i_{L(t)}(\theta) = \left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L} \right) \theta + i_L(0) \quad (9)$$

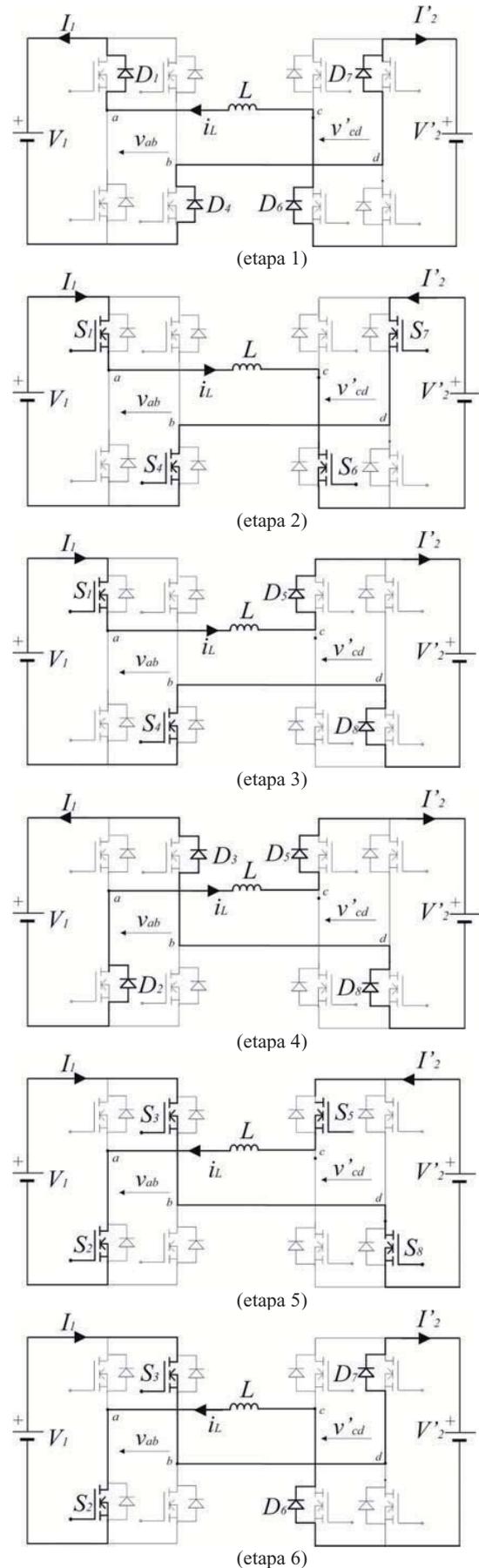


Fig. 4. Etapas de operação do conversor DAB na modulação a dois níveis.

Da mesma forma, durante a etapa 3 (definida aqui como trecho II), a corrente na indutância é obtida por meio de (10).

$$i_{L(II)}(\theta) = \left(\frac{V_1 - V'_2}{\omega L} \right) (\theta - \varphi) + i_L(\varphi) \quad (10)$$

Por ser alternada e simétrica, a corrente na indutância atende às relações dadas em (11).

$$\begin{cases} i_L(0) = -i_L(\pi) \\ i_L(\varphi) = -i_L(\pi + \varphi) \end{cases} \quad (11)$$

A corrente na porta 1 tem os mesmos valores de pico, porém apresenta o dobro da frequência da corrente na indutância. Assim, a corrente média na porta 1 pode ser determinada por (12).

$$I_1 = \frac{2}{\omega T_s} \left[\int_0^\varphi i_{L(I)}(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_{L(II)}(\theta) d\theta \right] \quad (12)$$

A partir da Figura 3 e de (9) e (10), determinam-se (13) e (14).

$$i_{L(I)}(\varphi) = \left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L} \right) \varphi + i_L(0) \quad (13)$$

$$i_{L(I)}(\pi) = \left(\frac{V_1 - V'_2}{\omega L} \right) (\pi - \varphi) + i_L(\varphi) \quad (14)$$

Desta forma, após algumas substituições e manipulações matemáticas envolvendo (11), (13) e (14), o valor médio da corrente na porta 1 (eq.(12)) é dado por (15).

$$I_1 = \frac{V_2}{a \omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (15)$$

Logo, a potência demandada da porta 1 é obtida por (16).

$$P_1 = V_1 I_1 = \frac{V_1 V_2}{a \omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (16)$$

Considerando o conversor ideal ($P_1 = P_2 = P$), a corrente na porta 2 é determinada por (17).

$$I_2 = \frac{P}{V_2} = \frac{V_1}{a \omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (17)$$

Definindo-se como valores de base as relações dadas em (18), a potência em p.u transmitida entre as portas é determinada por meio de (19).

$$\left\{ \begin{aligned} V_{base} &= V_1; I_{base} = \frac{V_1}{\omega L}; P_{base} = V_{base} I_{base} = \frac{V_1^2}{\omega L} \end{aligned} \right. \quad (18)$$

$$P_{p.u} = \frac{P}{P_{base}} = \frac{V_2}{a V_1} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) = d \cdot \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (19)$$

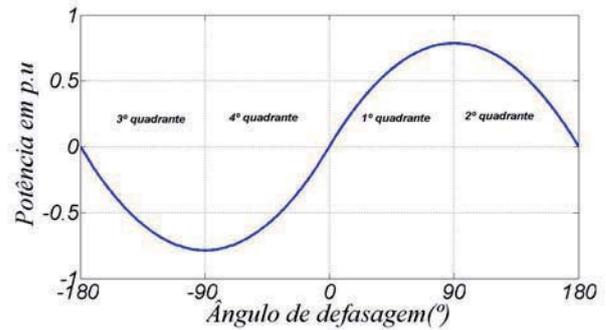


Fig. 5. Comportamento do fluxo de potência entre as portas do conversor DAB em função de φ .

onde:

$$d = \frac{V_2}{a V_1} \text{ é o ganho de tensão do conversor referido ao lado}$$

primário.

Na Figura 5, mostra-se o comportamento de (19) (para $d=1$), em função do ângulo de defasagem. Ressalta-se que a porta 2 consome potência no 1º e 2º quadrantes (funcionamento como carga), e pode fornecer potência no 3º e 4º quadrantes (funcionamento como fonte).

Apesar de poder funcionar em todos os quadrantes, a operação do conversor DAB, nos 3º e 2º quadrantes deve ser evitada, por conta da excessiva circulação de potência reativa [7].

C. Indutância de transferência de potência.

Da Figura 5, verifica-se que a potência máxima teórica é transmitida em ($\varphi = |90^\circ|$). Substituindo-se essa informação em (16), encontra-se que o valor da indutância necessária a ser utilizada é dado por (20).

$$L = \frac{V_1 V_2}{a \omega P_{max}} \frac{\pi}{4} \quad (20)$$

O valor da indutância encontrada em (20), todavia, forçará o conversor a transmitir a potência máxima no limite do 1º ou 4º quadrantes. Na prática, essa situação não é desejável, pois ocasionaria considerados picos de corrente no transformador e nas chaves, além de elevada circulação de potência reativa.

Uma prática comum é limitar o ângulo de operação do conversor entre $\pm 15^\circ \leq \varphi \leq \pm 45^\circ$, para poder minimizar o fluxo de potência reativa [8, 9]. Respeitando esse critério e considerando que a máxima potência deve ser transferida em $\varphi = \pm 45^\circ$, a indutância de transmissão é determinada por (21).

$$L = \frac{V_1 V_2}{a \omega P_{max}} \frac{3\pi}{16} \quad (21)$$

D. Corrente eficaz na porta 1.

A corrente eficaz drenada da fonte localizada na porta 1 é determinada resolvendo-se a equação (22), que resulta em (23).

$$I_{1(ef)}^2 = \frac{2}{\omega T_s} \left[\int_0^\varphi i_I^2(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_{II}^2(\theta) d\theta \right] \quad (22)$$

$$I_{1(ef)} = \sqrt{\frac{2f_s}{\omega} \left(\frac{1}{12} \frac{12V_1V'_2\pi\varphi^2 - 8V_1V'_2\varphi^3 - 2V_1V'_2\pi^3 + V_1^2\pi^3 + (V'_2)^2\pi^3}{(\omega L)^2} \right)} \quad (23)$$

A corrente eficaz em p.u é determinada dividindo-se (23) pela corrente base dada em (18), o que resulta em (24).

$$I_{1(ef)-p.u} = \sqrt{\frac{1}{12\pi} (12\pi d\varphi^2 - 8d\varphi^3 - 2\pi^3 d + \pi^3 + \pi^3 d^2)} \quad (24)$$

Na Figura 6, mostra-se o comportamento da corrente eficaz em p.u para valores de φ e d . Observa-se que, para $d=2$, os níveis de corrente eficaz tornam-se elevados mesmo em pequenos ângulos de defasagem, de maneira a ser inviável, na prática, a operação do conversor nessa condição. Para $d=0,5$ e $d=1,5$, os níveis de correntes eficazes ficam em torno de 0,5p.u para ângulos nulos, ou seja, mesmo não transmitindo potência ativa, há circulação de potência reativa.

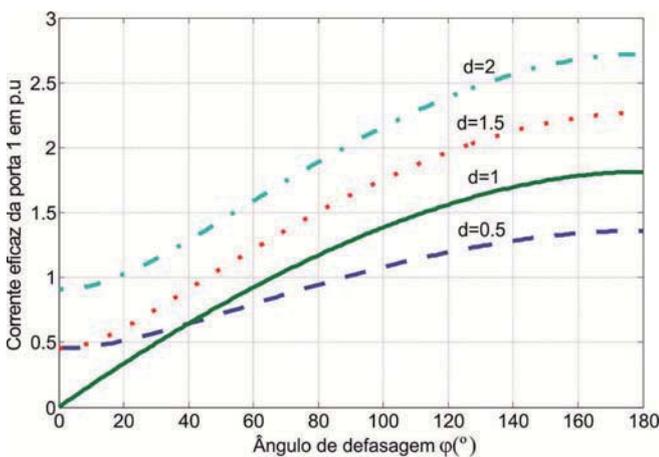


Fig. 6. Comportamento da corrente eficaz na porta 1 em função de d e φ .

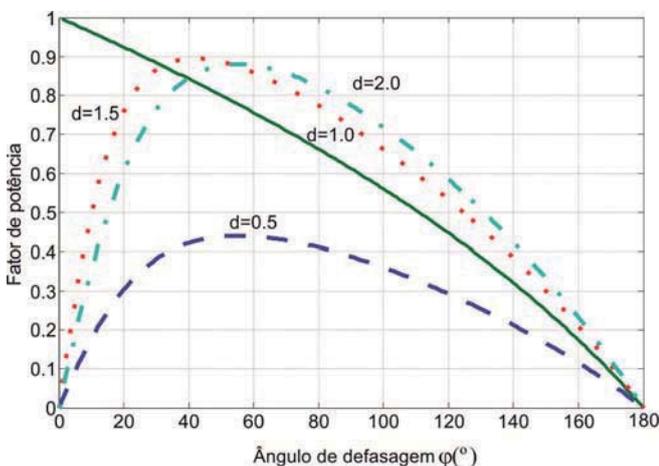


Fig. 7. Comportamento do fator de potência em função de d e φ .

Para $d=1$, a corrente eficaz é nula com ângulo nulo e aumenta de forma suave com o aumento da potência ativa fornecida. Apesar de não ser discutido neste trabalho, é com $d=1$ que o conversor DAB opera com comutação suave em ambas as pontes para toda a faixa de excursão angular.

E. Potência aparente, potência reativa e fator de potência.

A potência aparente em (VA), fornecida pela porta 1 ($S_{ap(1)}$), é determinada pelo produto da tensão eficaz ($V_{1(ef)}$) dessa porta pela corrente eficaz da mesma ($I_{1(ef)}$). No entanto, por ser contínua a tensão na porta, tem-se que os valores médios e eficazes são iguais ($V_{1(ef)} = V_1$). Assim, a potência aparente e a potência reativa são determinadas, respectivamente, por (25) e (26).

$$S_{ap(1)} = V_1 \cdot I_{1(ef)} \quad (25)$$

$$Q = \sqrt{S_{ap(1)}^2 - P^2} \quad (26)$$

O fator de potência da porta 1 é definido como a razão entre a potência ativa (P) e a potência aparente ($S_{ap(1)}$). Essa relação pode ser determinada com os valores reais das grandezas ou utilizando as mesmas em p.u, conforme se mostra em (27).

$$FP = \frac{P}{S_{ap(1)}} = \frac{P_{p.u}}{S_{p.u}} \quad (27)$$

Como $V_1 = V_{base}$, a potência aparente e a corrente eficaz são equivalentes em p.u; logo, possuem o mesmo comportamento. Dessa forma, pode-se calcular o fator de potência utilizando-se (28).

$$FP = \frac{P_{p.u}}{I_{1(ef)-p.u}} \quad (28)$$

Na Figura 7, mostra-se o comportamento do fator de potência do conversor visto do lado da porta 1. Percebe-se que, para $d=1$, o fator de potência decresce quase que linearmente com o aumento do ângulo φ , atingindo, aproximadamente, o valor de 0,6 para $\varphi = 90^\circ$. Para um fator de potência aceitável, o máximo ângulo de defasagem deve estar em torno de 45° . Para $d \neq 1$, verifica-se que o fator de potência aumenta com o aumento do ângulo φ , atingindo um valor máximo em 50° . Particularmente, o fator de potência é extremamente baixo e a operação do conversor nessa situação deve ser decidida se for realmente necessária.

Apesar de se tratar de um conversor cc-cc, o fator de potência nessa situação é uma figura de mérito que serve como um indicativo do aproveitamento da estrutura. Em outras palavras, pode ser utilizado como um item de otimização.

Ressalta-se que, na modulação a dois níveis, devido a problemas com os valores de corrente eficaz e fator de potência, a operação do conversor fica viável somente para d próximo da unidade. A utilização do transformador, então, torna-se necessário para ajustar os níveis de tensão entre as fontes das portas.

F. Influência de uma carga na porta 2.

A Figura 8 mostra o conversor DAB alimentando uma carga resistiva alocada na porta 2. O transformador é ideal. As etapas de operação e o equacionamento feito anteriormente continuam sendo válidos para essa nova situação. Todavia, nesse novo cenário, outros parâmetros merecem destaque.

Da equação (16), pode-se obter que a tensão na carga é dada por (29).

$$V_2 = \frac{V_1}{a \omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) R_2 \quad (29)$$

De (29), verifica-se que, em malha aberta, o valor da resistência de carga tem grande influência na tensão V_2 . Destacam-se três situações particulares mostradas em (30).

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{se } R_2 = \frac{a \omega L}{\varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right)} \Rightarrow V_2 = V_1 \\ \text{se } R_2 > \frac{a \omega L}{\varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right)} \Rightarrow V_2 > V_1 \\ \text{se } R_2 < \frac{a \omega L}{\varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right)} \Rightarrow V_2 < V_1 \end{array} \right. \quad (30)$$

Observa-se, então, que, funcionando em malha aberta, o valor da resistência de carga influencia no nível da tensão de saída.

Em malha fechada, e considerando a tensão da entrada fixa, pode-se determinar a carga crítica (R_{2c}), ou seja, o valor de resistência de carga para a qual o sistema de controle ainda é capaz de regular a tensão de saída. Considerando que o ângulo de defasagem máximo teórico é ($\varphi = \pi/2$), chega-se, a partir de (29), ao valor de carga crítica dado por (31).

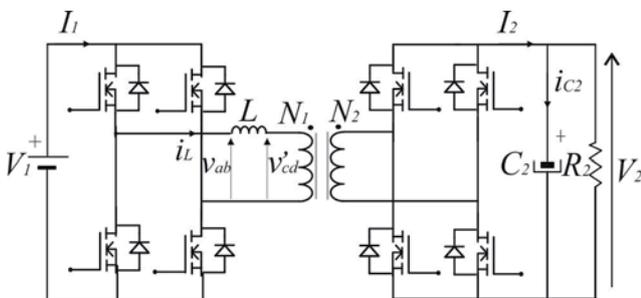


Fig. 8. Conversor DAB com transformador ideal alimentando uma carga resistiva na porta 2.

$$R_{2c} = 8 \cdot f \cdot L \left(\frac{a V_2}{V_1} \right) \quad (31)$$

G. Ondulação da tensão de saída (ΔV_2).

A ondulação de tensão na carga é uma importante figura de mérito do conversor DAB. Para a determinação da mesma, é usada a Figura 9 que mostra como se comporta a corrente e a tensão no capacitor em função da corrente no indutor e do ângulo de defasagem.

Analisando-se a Figura 9, é possível encontrar as relações (32) e (33).

$$I_{Lmax} = a I_2 - \frac{V_1 - V_2/a}{L} \theta \quad (32)$$

$$I_L(0) + \frac{V_1 + V_2/a}{L} \frac{\varphi}{\omega} = I_{Lmax} \quad (33)$$

Igualando-se (32) e (33), chega-se a (34), que determina o ângulo θ .

$$\theta = \frac{L}{V_2/a - V_1} \left(i_L(0) + \frac{V_1 + V_2/a}{L} \frac{\varphi}{\omega} - a I_2 \right) \quad (34)$$

A ondulação de tensão pode, então, ser determinada por (35).

$$\Delta v_2 = \frac{1}{C_2} \int_{\varphi}^{\varphi+\theta} (i_L(\omega t) - a I_2) \frac{d\theta}{d\omega} \quad (35)$$

Substituindo-se (34), (33), (17) em (35), chega-se a (36), que determina a ondulação de tensão sob o capacitor.

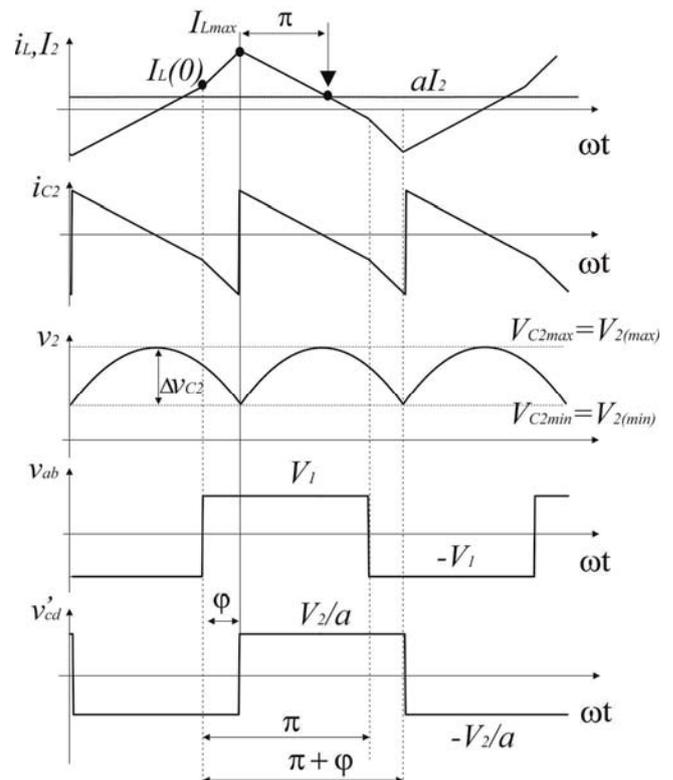


Fig. 9. Ondulação da tensão no capacitor para $v_{ab} < v'_{cd}$.

$$\Delta v_2(V) = -\frac{1}{64} \frac{V_1 \left[fLa^2 (2\pi^2 - 4\varphi^2) + \varphi R_2 (\varphi - \pi) \right]^2}{C_2 (L\pi)^2 (af)^3 \left[2\pi^2 fLa^2 + \varphi R_2 (\varphi - \pi) \right]} \quad (36)$$

A equação (36) é aplicável tanto em malha aberta quanto em malha fechada, e mostra que a ondulação de tensão na carga é encargo de praticamente todos os parâmetros do conversor.

H. Conversor DAB na frequência fundamental.

Para simplificar algumas análises, um modelo na frequência fundamental pode ser encontrado. Nesta situação, as tensões sob a indutância são substituídas por fontes de tensões senoidais com frequência igual à frequência fundamental da frequência de operação do conversor [2,8]. Essa simplificação pode ser vista na Figura 10.

Desde que todas as grandezas do circuito são consideradas senoidais na frequência fundamental da frequência de operação do conversor, é factível a realização da análise fasorial do sistema. Assim, na Figura 10, a corrente circulante entre as fontes pode ser determinada por (37). A potência aparente fornecida ao sistema pela fonte v_{ab} é determinada por (38), onde i_L^* representa o conjugado da corrente, dado por (39).

$$\vec{i}_L = \frac{v_{ab(rms)} \angle 0 - v'_{cd(rms)} \angle -\varphi}{j\omega L} \quad (37)$$

$$S = \vec{v}_{ab} \vec{i}_L^* \quad (38)$$

$$\vec{i}_L^* = \frac{v'_{cd(rms)} \text{sen}(\varphi) - j(v'_{cd(rms)} \cos(\varphi) - v_{ab(rms)})}{\omega L} \quad (39)$$

Substituindo (39) em (38) e fazendo as devidas manipulações matemáticas, determina-se que a potência ativa e a potência reativa são dadas, respectivamente, por (40) e (41).

$$P = \frac{v_{ab(rms)} v'_{cd(rms)}}{\omega L} \text{sen}(\varphi) \quad (40)$$

$$Q = \frac{v_{ab(rms)}^2 - v_{ab(rms)} v'_{cd(rms)} \cos(\varphi)}{\omega L} \quad (41)$$

Para uma onda quadrada com valor de pico V_i , o valor da componente fundamental é dado por (42).

$$v_{(rms)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_i \quad (42)$$

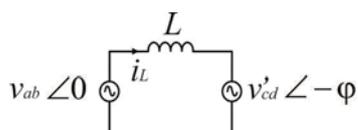


Fig. 10. Circuito equivalente do conversor DAB na frequência fundamental.

Substituindo (42) em (40) e (41) para v_{ab} e v'_{cd} , determina-se que as potências ativas e reativas no modelo fundamental são dadas por (43) e (44).

$$P_{mf} = \frac{V_1 V_2}{a \omega L} \frac{8}{\pi^2} \text{sen}(\varphi) \quad (43)$$

$$Q_{mf} = \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{V_1^2 a - V_1 V_2 \cos(\varphi)}{a \omega L} \right) \quad (44)$$

Dividindo (43) e (44) pela potência base, dada em (18), chega-se às potências ativas e reativas em p.u no modelo fundamental, dadas por (45) e (46), respectivamente.

$$P_{mf(pu)} = d \frac{8}{\pi^2} \text{sen}(\varphi) \quad (45)$$

$$Q_{mf(pu)} = \frac{8}{\pi^2} (1 - d \cos(\varphi)) \quad (46)$$

Na Figura 11, mostra-se a comparação entre as curvas obtidas para a potência no modelo normal e no modelo fundamental. Apesar de haver uma pequena diferença em alguns trechos da trajetória, é visível o comportamento praticamente idêntico das duas curvas.

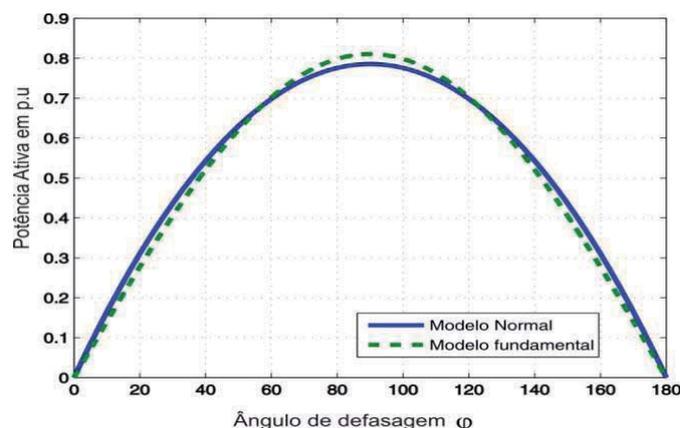


Fig. 11. Comparação entre as curvas de potência do modelo fundamental e do modelo normal.

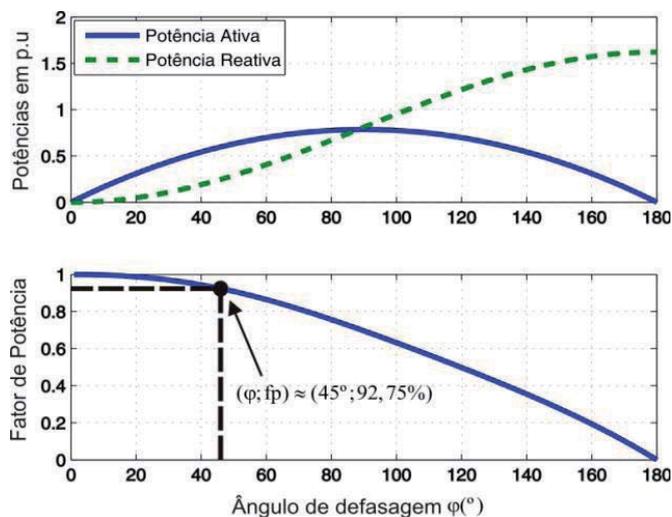


Fig. 12. Curvas de potência ativa, reativa e fator de potência, obtidas pelo modelo fundamental.

Isso induz a afirmar que a potência ativa no conversor DAB pode, sem perda de generalidade, ser determinada em um estudo inicial pela Equação (43), componentes fundamentais, e que o mesmo realmente se comporta como uma pequena linha de transmissão em alta frequência, ou uma máquina síncrona.

Uma interessante comparação é mostrada no gráfico da Figura 12, em que é visto (para $d=1$) o comportamento da potência ativa (considerando o modelo normal dado por (16)) e a potência reativa do modelo fundamental (dado por (46)), em relação ao ângulo de defasagem. No mesmo gráfico é apresentado o fator de potência. Observa-se que, em torno de $\varphi = 45^\circ$, o fator de potência é de, aproximadamente, 93% e diminui gradativamente à medida que o ângulo de defasagem aumenta. Em $\varphi = 90^\circ$, a potência reativa atinge em p.u o mesmo valor da potência ativa e o fator de potência fica em torno de 70%. Para $\varphi > 90^\circ$, há um decréscimo da potência ativa e do fator de potência, e um substancial aumento de potência reativa, que atinge o valor de, aproximadamente, 1,6 p.u (duas vezes a potência ativa de pico) em $\varphi = 180^\circ$.

O fluxo de potência reativa está intimamente ligado à amplitude dos picos de corrente na indutância. Então, analisando-se a Figura 12, é totalmente compreensível por que é proibitivo ao conversor DAB operar no segundo quadrante $90^\circ < \varphi < 180^\circ$. Na mesma figura, percebe-se que uma boa faixa de operação está limitada a $\varphi_{\max} \cong 45^\circ$, o que garante um bom aproveitamento da estrutura.

I. Conversor DAB como gyrator.

O *gyrator*, elemento que pode ser visto como uma variação do transformador [9,11] é uma rede realizável de duas portas, antirrecíproca, que acopla a porta de entrada à porta de saída por meio de um coeficiente chamado de coeficiente girostático [10]. Basicamente, existem dois tipos de *gyrator* [11]: o *gyrator* condutância (g) e o *gyrator* resistência (r), ambos apresentados na Figura 13. As relações entre corrente e tensão em um *gyrator* são dadas por (47) e (48) para o *gyrator* condutância e *gyrator* resistência, respectivamente.

O conversor DAB possui naturalmente um comportamento de *gyrator* [9, 10]. Isso pode ser visto a partir das equações (15) e (17), reescritas como (49) e (50).

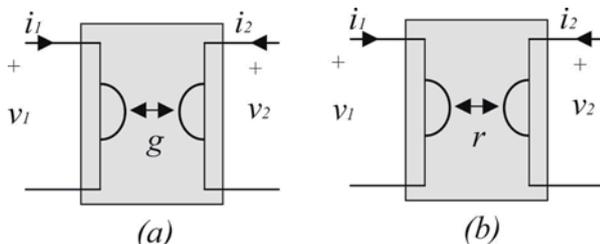


Fig. 13. Simbologia do *gyrator*: (a) *gyrator* condutância - g ; (b) *gyrator* resistência - r .

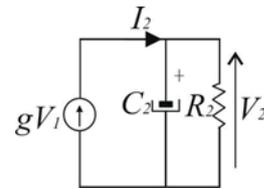


Fig. 14. Circuito equivalente do conversor DAB visto da porta 2.

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & g \\ -g & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (47)$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & r \\ -r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (48)$$

$$I_1 = gV_2 \quad (49)$$

$$I_2 = -gV_1 \quad (50)$$

onde:

$$g = \frac{1}{a \omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (51)$$

é o *gyrator* condutância entre a porta 1 e 2 do conversor DAB.

III. PROJETO DO CONVERSOR DAB

Considerando-se como principais especificações de projeto: a potência ativa (P), as tensões de entrada (V_1, V_2), a relação de transformação a e a frequência de operação f , segue uma metodologia baseada no *gyrator* para dimensionamento do conversor DAB.

Da Figura 14 (circuito equivalente de (50)), facilmente determina-se que a relação entre o *gyrator* e a potência na carga pode ser calculada por (52).

$$g = \frac{P}{V_1 \cdot V_2} \quad (52)$$

De (51) é definida uma variável x dada por (53).

$$x = g a \omega L = \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (53)$$

Na Figura 15, mostra-se o comportamento da variável x em função do ângulo φ . Esse gráfico serve para determinar o valor de x a partir do ângulo de operação desejado. Após

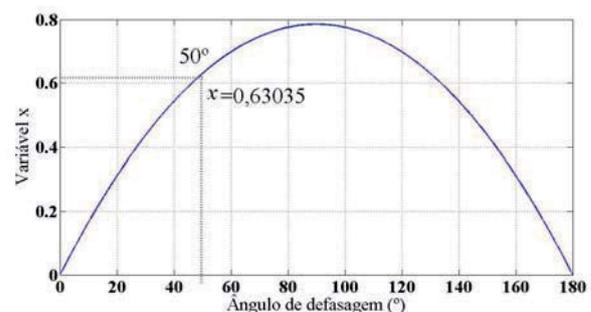


Fig. 15. x versus φ .

determinar-se o valor de x , a indutância necessária é encontrada, usando (54).

$$L = \frac{x}{g \cdot a \cdot \omega} \quad (54)$$

Ainda pela Figura 14 pode-se determinar a resistência de carga, dada por (55).

$$R_2 = \frac{P}{(gV_1)^2} \quad (55)$$

O cálculo do filtro capacitivo de saída baseia-se na variação de sua energia E dada por (56), onde t é o tempo de descarga do capacitor. Da Figura 9, uma boa aproximação para t é dada por (57).

$$E = \frac{C_2 (V_{2(max)}^2 - V_{2(min)}^2)}{2} = P \cdot t \quad (56)$$

$$t = \left(\frac{\pi - \theta}{\omega} \right) \quad (57)$$

Uma atitude conservativa é considerar que o capacitor entregará a potência P à carga durante meio período ($\theta = 0$). Dessa maneira, substituindo-se (55) e (57) em (56), o capacitor de saída C_2 é determinado por (58).

$$C_2 = \frac{R_2 (gV_1)^2}{(V_{2(max)}^2 - V_{2(min)}^2) f} \quad (58)$$

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Neste item, são mostrados alguns resultados de simulação e experimentais de um conversor DAB dimensionado por meio da metodologia proposta no item III.

Na Tabela I, são apresentadas as principais especificações para o conversor. Com as especificações de potência e tensão da Tabela I, o coeficiente girostático é calculado com (52) e tem valor $g=0,0629/\Omega$. Entrando com o ângulo de operação desejado na Figura 15, encontra-se que $x=0,6303$. Substituindo-se g e x em (54), encontra-se que o valor da indutância deve ser $L=31,89 \mu\text{H}$. De (55), a resistência de carga é calculada, sendo $R_2=13,46 \Omega$. Inserindo-se todos os dados necessários em (58), o valor do capacitor de filtro é determinado em $C_2=3,57 \mu\text{F}$. Para confecção do protótipo, os valores dos elementos utilizados foram $L=33 \mu\text{H}$, $R_2=15,14 \Omega$ e $C_2=47 \mu\text{F}$. O valor do capacitor de saída utilizado é muito maior que o calculado. Essa mudança é justificada pela corrente eficaz circulante no capacitor.

Da Figura 16 à Figura 21, são expostos os resultados obtidos por simulação e experimentais do conversor DAB construído em laboratório. Ressalta-se que $v_{ab(1)}$ e $v_{ab(2)}$ das Figuras 16 e 17 correspondem respectivamente a v_{ab} e v_{cd} da Figura 1.

Observa-se que os resultados práticos e teóricos, apresentados pelas formas de onda são coerentes, tanto em formato como em valores.

TABELA I
Especificações de projeto para o conversor DAB

Parâmetro	Valor
Tensão da porta 1	$V_1=130 \text{ V}$
Tensão da porta 2	$V_2=110 \text{ V}$
Potência nominal	$P=900 \text{ W}$
Máxima tensão na porta 2	$V_{2(max)}=120 \text{ V}$
Mínima tensão na porta 2	$V_{2(min)}=100 \text{ V}$
Ângulo de operação desejado	$\varphi_o = 50^\circ$
Razão de transformação	$a=1$
Frequência de operação	50 kHz

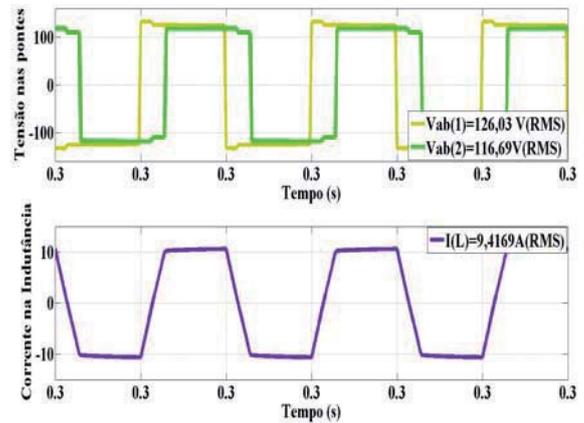


Fig. 16. Tensões no transformador e corrente na indutância (simulado).

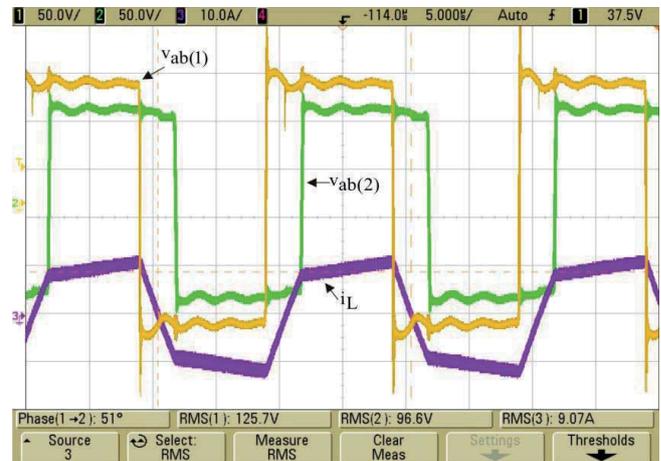


Fig. 17. Tensões no transformador e corrente na indutância (experimental).

Analisando as formas de onda experimentais, verifica-se que foi extraída uma potência de 837,60 W da porta 1, e entregue, aproximadamente, 763,22 W à carga. Nesse ponto, o conversor estava operando com um rendimento em torno de 91,11%.

Na simulação computacional, com esses valores de tensão e carga, chegou-se a uma potência teórica de transmissão em torno de 872 W. Essas e outras discrepâncias de valores devem-se, certamente, a parâmetros práticos não inseridos no modelo do circuito simulado, como por exemplo, indutâncias

das trilhas da placa de circuito impresso, resistências parasitas dos condutores, queda de tensão nas chaves, etc.

Destaca-se na Figura 17 o ângulo de defasagem entre as tensões do transformador. Observa-se que o ângulo prático ficou muito próximo do teórico, o que corrobora a metodologia de projeto.

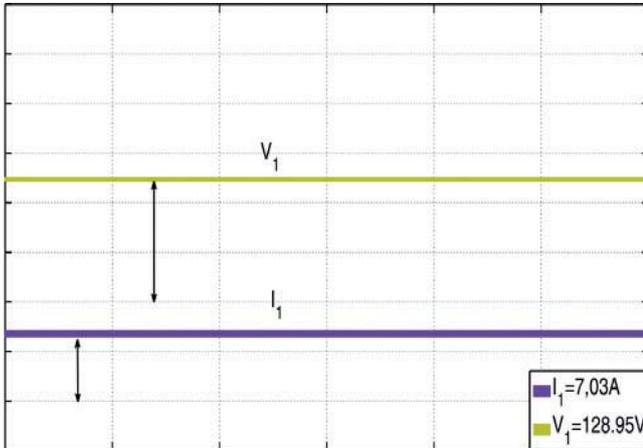


Fig. 18. Tensão e corrente na porta 1 (simulado).

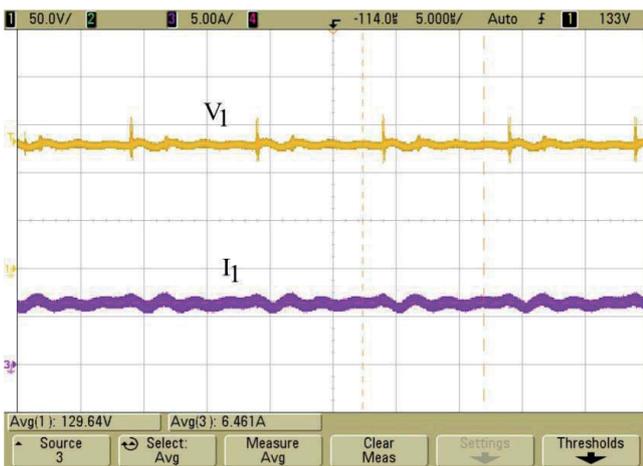


Fig. 19. Tensão e corrente na porta 1 (experimental).

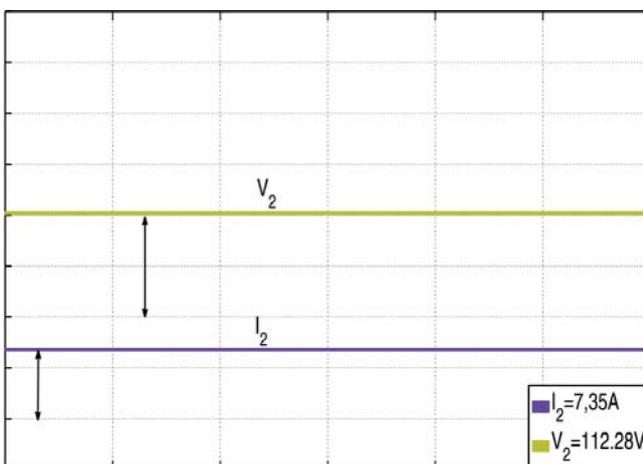


Fig. 20. Tensão e corrente na porta 2 (simulado).

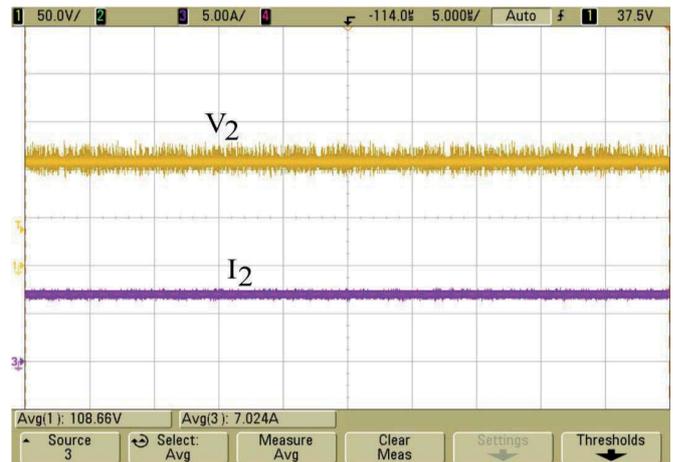


Fig. 21. Tensão e corrente na porta 2 (experimental).

IV. CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi exposto o conversor DAB, apresentadas suas etapas de operação, quando submetido à modulação convencional, e destacadas suas principais relações matemáticas. Mostrou-se que o conversor comporta-se naturalmente como um *gyrator*. Essa característica foi utilizada para propor uma metodologia de projeto simples.

Adotando a característica natural de um *gyrator*, foi projetado um conversor DAB utilizando-se a metodologia proposta. Resultados de simulação e experimentais foram apresentados, validando os estudos teóricos.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao INEP (Instituto de Eletrônica de Potência) da UFSC, pela infraestrutura disponível para a realização do trabalho, à FINEP, ao CNPq e a Capes, pelas bolsas financiadas.

REFERÊNCIAS

- [1] M. H. Kheraluwala; D. W. Novotny; D. M. Divan. "Design Considerations for High Power High Frequency Transformers", *21st annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1990. PESC '90 record*, vol., pp. 734-742, 11-14 jun 1990.
- [2] R. W. A. A. De Doncker; D. M. Divan; M. H. Kheraluwala. "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, n. 1, pp. 63-73, 1991.
- [3] W. M. dos Santos; M. S. Ortmann; R. Schweitzer; S.A. Mussa; D.C. Martins, "Design and conception of a DAB converter (Dual Active Bridge) using the gyrators theory", *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, 11-15 Sept. 2011.
- [4] W. M. dos Santos; D. C. Martins. "Dual Active Bridge converter as gyrator", *IEEE Third International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, 24-27 Sept. 2012.

- [5] K. Vangen; T. Melaa; S. Bergsmark *et al.* “Efficient high-frequency soft-switched power converter with signal processor control”, *13th International Telecommunications Energy Conference, INTELEC '91*, pp. 631-639, 1991.
- [6] T. Haimin; J. L. Duarte; M. A. M. Hendrix. “Three-Port Triple-Half-Bridge Bidirectional Converter With Zero-Voltage Switching”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n.º. 2, pp. 782-792, 2008.
- [7] T. Haimin; A. Kotsopoulos; J. L. Duarte *et al.* “Triple half- bridge bidirectional converter controlled by phase shift and PWM”, *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC '06*, vol., p. 7 pp., 19-23 March 2006.
- [8] D. Segaran; D. G. Holmes; B. P. McGrath. “Comparative analysis of single and three-phase dual active bridge bidirectional DC-DC converters”, *Power Engineering Conference, AUPEC '08*, Australasian Universities, pp. 1-6, 14-17 Dec. 2008.
- [9] R. Y. Barazarte; X. Gonza *et al.* “Generalized gyrator theory”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, n. 7, pp. 1832-1837, 2010.
- [10] M. Ehsani; I. Husain; M. O. Bilgic. “Power converters as natural gyrators, circuits and systems”, *IEEE Transactions on Fundamental Theory and Applications*, vol. 40, n. 12, pp. 946-949, 1993.
- [11] B. D. H. Tellegen. “The gyrator: a new electric network Element”, *philips research laboratories*, The Netherlands, 1948.

orientar alunos em dissertação de mestrado e em tese de doutorado. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, atuando, principalmente, nos seguintes temas: conversores estáticos CC-CC e CC-CA, correção de fator de potência, qualidade de energia, processamento eletrônico da energia solar fotovoltaica, redes ativas de distribuição, simulação de conversores estáticos e acionamento elétrico. É membro do IEEE, da SOBRAEP e da SBA.

DADOS BIOGRÁFICOS

Walbermark M. dos Santos, nascido em São Luís, Maranhão, Brasil, é Engenheiro Eletricista (2003) pela Universidade Federal do Maranhão (UFMA), Mestre em Engenharia Elétrica na área de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (2011) pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), tendo desenvolvido seu trabalho de mestrado no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP).

Atualmente, é aluno de doutorado no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSC, desenvolvendo suas atividades de pesquisas no INEP. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência e industrial, acionamentos de máquinas elétricas, energia solar e eólica, conversores multiportas, microrredes CC e CA, transformadores de estado sólido (SST), UPS, link magnético de alta frequência.

MSc. Walbermark dos Santos é membro da SOBRAEP e da SBA.

Denizar Cruz Martins possui graduação em Licenciatura em Eletricidade (1978), graduação em Engenharia Elétrica (1978), mestrado em Engenharia Elétrica (1981), todos pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), e doutorado em Engenharia Elétrica pelo Instituto Nacional Politécnico de Toulouse, França (1986).

Atualmente, é professor titular da Universidade Federal de Santa Catarina, onde leciona disciplinas nos cursos de Graduação e Pós-Graduação. É credenciado pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSC para